

# 飽和領域におけるトランジスタの過渡応答

山内清彦<sup>\*</sup>・白神良昭<sup>\*</sup>・梅田博之<sup>\*</sup>

## The Transient Response of Transistor in Saturated Region

Kiyohiko YAMAUCHI, Yoshiaki SHIRAGA, Hiroyuki UMEDA

(Received Apr. 15, 1969)

In this paper we present an analysis of the behavior of the transistor in saturated region from the viewpoint of charge-control concept.

First : In the saturated region of the transistor, as the collector-junction is forward biased, the storage charge is stored not only in the internal base region but also in the external. This shows a possible way in which we may decompose the total minority-carrier density in the base region when the transistor is saturated. Here, We use the superposition way on the excess stored charge. This is a reasonable procedure, because the diffusion equation which governs fundamentally the carrier decay process, is a linear partial differential equation. We may think the excess saturated reverse base-current results in recombination current on the free emitter-surface if the transistor is biased in the saturated region. The results of these manipulations are shown as under.

1. We have clarified the relationship of current amplification-coefficient for the inverse connection to device parameters which was not yet clear.
2. The storage-time constant is represented in terms of fundamental device parameters.

Second : Moll and Sparkes derived storage and fall-time equations. These phenomena was observed in the saturated transient response of the transistor. The equations were found to agree with the experimental curves quite well for the normal condition. However, We have found that they fail to be valid for saturated collector-current less than reverse base-current. We detail that this is essentially caused by difference between cut off velocities of collector and emitter-junction.

### 1 緒 言

トランジスタを飽和領域でスイッチング動作した場合コレクタ接合も順方向バイアスとなり、その解析を困難にしている。J・L, Moll<sup>1),2)</sup> はベース領域に蓄積された電荷を、トランジスタが順方向接続、逆方向接続と考えた場合の重ね合わせたものとして、これを線

形近似し、電流増幅率  $\alpha$  をしや断周波数  $f_a$  を用いて単極近似している。したがって飽和時の真性トランジスタを正方向接続と逆方向接続の各々の電流増幅率  $\alpha_N$ ,  $\alpha_I$ , 特性角周波数  $\omega_N$ ,  $\omega_I$  を用いて表示しているが、 $\alpha_N$ ,  $\alpha_I$ ,  $\omega_N$ ,  $\omega_I$  の測定値と理論との対応が示されておらず、根拠もあいまいとなっている<sup>3)</sup>。

本論文においては実際の動作状態によるトランジス

\* 電気工学科

タの非対称性を考慮して解析を行なっている。すなわちコレクタ接合が順バイアスとなり、これにより外部ベース領域にも電荷が蓄積され、この電荷による電流はエミッタ側自由表面での再結合電流となって飽和ベース電流に寄与する。またこの外部ベース領域に蓄積された電荷を飽和時のトランジスタを、正、逆接続の2つのトランジスタ  $T_N$ ,  $T_I$  と考えた場合の  $T_I$  にくみ入れて解析し飽和時定数を導出した<sup>4)</sup>。

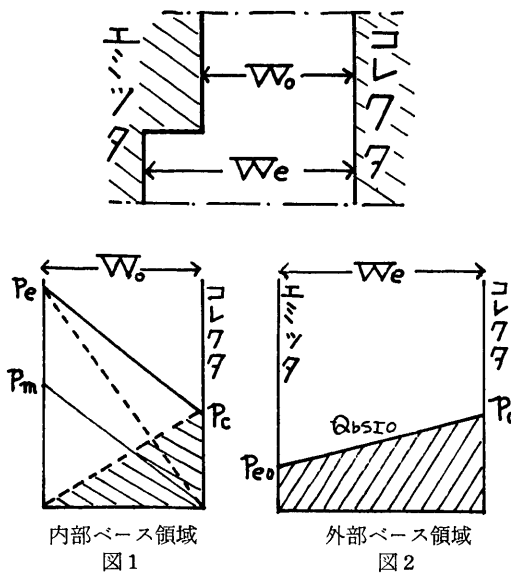
さらに飽和領域のターン・オフ応答において J・L, Moll による線形近似の成立する範囲を明確に示し<sup>5)</sup>, これが本質的にエミッタ接合, コレクタ接合のしゃ断速度の違いによって生ずることを明らかにし, あわせて実験的に検証した。

## 2 解 析

### 2・1 飽和時定数の解析

解析に当っては低注入水準における真性トランジスタを対称とし, 補助ベース電極のないような合金接合型トランジスタについて考え, またコレクタ領域での少数キャリアの蓄積も無視される場合について行なう。

トランジスタの飽和領域では, コレクタ電流はボトムリング時の電流と同じ大きさの電流が流れており, エミッタ電流の過剰駆動電流はそのままベース電流となるからベース領域内の電荷は図1, 2に示した電荷分布をしているものと考えられる。外部ベース領域に蓄積された電荷を  $Q_{bsI}$  とし, これによる電流を  $I_{bsI}$  と



すれば,  $I_{bsI}$  はエミッタ側自由表面での再結合電流となるから

$$I_{bsI} = qs(A_c - A_e)N_d \cdot y_{eo} \quad \dots\dots\dots(1)$$

ここで  $A_c$ ,  $A_e$  はそれぞれコレクタ, エミッタ接合面積  $N_d$  はベース領域中のドナー濃度,  $s$  はエミッタ自由表面の実効再結合速度,  $y_{eo}$  はエミッタ側自由表面でのホール濃度図2の密度分布によって次のようにも表わせる。

$$I_{bsI} = \frac{(A_c - A_e)qD_pN_d}{W_e} (f(y_c) - f(y_{eo})) \quad \dots\dots\dots(2)$$

式(1), (2)より

$$I_{bsI} = \frac{qs(A_c - A_e)N_d}{\eta} y_c \quad \dots\dots\dots(3)$$

ただし

$$\eta = 1 + \frac{SW_e}{D_p} \cdot \frac{y_c}{f(y_c)} \quad \dots\dots\dots(4)$$

$$f(y) = 2y - \ln(1 + y) \quad \dots\dots\dots(5)$$

$Q_{bsI}$  については電流と同様に計算できて

$$Q_{bsI} = \frac{(A_c - A_e)qN_dW_e}{2} (1 + \eta^{-1}) y_c \quad \dots\dots\dots(6)$$

となる。

内部ベース領域において逆接続の場合の電荷  $Q_{bsI}$ , 電流  $I_{bsI}$  はそれぞれ

$$Q_{bsI} = \frac{A_e q W_0 N_d}{2} y_c \quad \dots\dots\dots(7)$$

$$I_{bsI} = \frac{A_e q D_p N_d}{W_0} f(y_c) \quad \dots\dots\dots(8)$$

となる。

いま  $Q_{bsI}$ ,  $I_{bsI}$  をそれぞれ次のようにおく。

$$Q_{bsI} = \lambda_1 Q_{bsI} \quad \dots\dots\dots(9)$$

$$I_{bsI} = \lambda_2 I_{bsI} \quad \dots\dots\dots(10)$$

式(3), (6), (7), (8)より

$$\lambda_1 = \frac{W_e}{W_0} \left( \frac{A_c}{A_e} - 1 \right) (1 + \eta^{-1}) \quad \dots\dots\dots(11)$$

$$\lambda_2 = \frac{W_0}{W_e} \left( \frac{A_c}{A_e} - 1 \right) (1 - \eta^{-1}) \quad \dots\dots\dots(12)$$

外部ベース領域を考えることによって逆接続時の電荷, 電流が実効的に  $(1 + \lambda_1)$ ,  $(1 + \lambda_2)$  倍されたことになり, 式(11), (12)によってトランジスタの非対称性が大となれば  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  は増大し, 逆接続時の電流増幅率が低下する<sup>7)</sup>。

以下式(10), (11)を用いて飽和時定数  $\tau_s$  を算出する。

$$Q_{bs} = \tau_b (1 - \alpha) (I_{epN} - I_{epm}) + \tau_b I_{bsI} (1 + \lambda_1) \quad \dots\dots\dots(13)$$

$$I_{bs} = (1 - \alpha) (I_{epN} - I_{epm}) + (1 + \lambda_2 - \alpha) I_{epI} \quad \dots\dots\dots(14)$$

飽和時にはコレクタ電流は外部回路のみで決まる電

流が流れるから

$$\alpha I_{epN} - I_{epI}(1 + \lambda^2) = \alpha I_{epm} \quad \dots\dots\dots(15)$$

となる。

ただし  $\tau_b$  はベース時定数,  $I_{epN}$  は順接続のホール電流,  $I_{epm}$  はボトミング時のエミッタ電流,  $I_{epI}$  は逆接続時のコレクタ電流,  $\alpha$  はベース接地電流増幅率

式(13), (14), (15)から飽和時定数  $\tau_s$  は次のようになる。

$$\tau_s \equiv \frac{Q_{bs}^0}{I_{bs}} = \frac{\alpha}{1 + \lambda_2 - \alpha^2} \cdot \tau_c \cdot \{1 + \lambda_2 + \alpha(1 + \lambda_1)\} \quad \dots\dots\dots(16)$$

ただし  $\tau_c (= \frac{1}{\omega_a})$  はコレクタ時定数。

一般に  $\lambda_1 > \lambda_2$  であり,  $\eta$  が小さいとき式(11), (12)より外部ベース領域に多量の少数キャリアが蓄積され  $\tau_s$  は大となる。したがってベース幅を小さくするか, エミッタ自由表面での実効表面再結合速度を大にすることによって  $\tau_s$  を減少することができ, 蓄積時間短縮法として有効な手段となる<sup>9)</sup>。

## 2.2 ターン・オフ時間について

飽和領域よりしゃ断領域へオフ状態に駆動する場合に J・L・Moll<sup>1),2)</sup> の理論について先ず考察する。

トランジスタの過渡応答については次の3つの領域に分割して考えている。すなわち図3に示すベース領域の電荷密度分布図にもとづいて

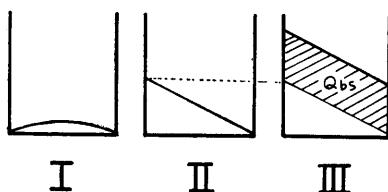


図3 ベース内電荷分布の各状態図

I ; シャ断領域

II ; 活性領域

III ; 飽和領域

が定義できる。

領域Iについては, わずかの熱擾乱によって発生した少数キャリアによって逆方向飽和電流を形成しており, 少数キャリア濃度は極めて小さい。領域IIではエミッタから少数キャリアが注入され拡散方程式に従って流れ, コレクタは完全な収集口となっているので, 少数キャリアの分布はつねにどの時刻にも電荷が常時ベース内に蓄積された状態で動作している。さらにエミッタより過剰駆動するとコレクタ電流は外部回路によって定まる電流 ( $V_{cc}/R_L : R_L$  負荷抵抗,

$V_{cc}$  コレクタバイアス) 以上には流れ得ず, ベース領域中に過剰担体として蓄積される。このような状態は領域IIIで示される。この飽和領域の過渡応答は飽和時定数  $\tau_s$  は支配されたターン・オン時間は短くなるが, 過剰担体が蓄積されるので蓄積時間が生ずる。

トランジスタがスイッチオンされる場合は領域IよりIIを通過してIIIの状態をonとして用い, off動作ではこれと全く逆の動作を行なわせる。J・L・Mollはon→off, off→onの過渡応答において, 領域IIIまたはIを脱し切るまでの遅延時間と, 領域IIを通過するに必要な転移時間を周波数空間にて解析して, 各スイッチング時間を算出している<sup>1),2)</sup>。

蓄積時間はon→offの遅れ時間であって, 領域IIIで駆動源をoffの状態にしてもコレクタ回路には飽和電流が流されており, したがってIIの状態に到達するまでは図4に示したように  $t_0$  から  $t_s$  まではその勾配は変化はない。すなわちこのことはエミッタ電流とコレ

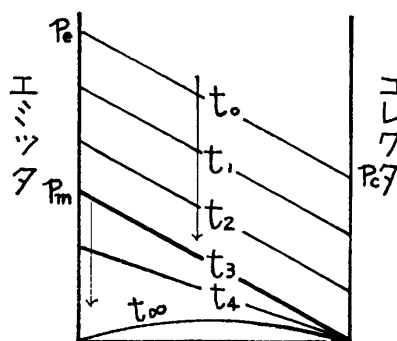


図4 ベース内電荷分布

クタ電流は連続となり電流の値としては等しいはずである。しかしエミッタ接合は外部的にすでに逆バイアスとなっているので, ベース領域中のエミッタ接合側に過剰に存在する蓄積電荷が, エミッタ外部回路のみで決定される逆駆動電流 ( $I_{B2}$ ) がエミッタ電流と逆方向に流れて, エミッタ電流 ( $I_{E2}$ ) はコレクタ電流 ( $I_{C2}$ ) より  $I_{B2}$  だけ減少する。(これらの点についての実験的検証は3で述べる。) 故に ベース領域中に過剰に蓄積された担体は  $I_{B2}$  によって掃引され, 正孔はエミッタ側に, 電子はベース側に掃き出され, 飽和領域で過剰に蓄積された担体は減少する。このようにして  $I_{B2}$  についても電流 (電子と正孔) の連続の関係は成立している。このような動作では状態IIIからIIを通過してIの状態になり, コレクタ電流は図4において  $t_s$  で減少し始め活性領域のベース時定数  $\tau_b$  で立下がる。この場合の蓄積時間 ( $t_s$ ), 立下り時間 ( $t_f$ ) は次のように

与えられている<sup>1),2)</sup>。

$$t_s = \tau_s \ln \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B0} + I_{B2}} \quad \dots\dots\dots(17)$$

$$t_f = \tau_f \ln \frac{0.9I_{cs} + \beta I_{B2}}{0.1I_{cs} + \beta I_{B2}} \quad \dots\dots\dots(18)$$

ここで  $\beta$  はエミッタ接地電流増幅率

以上の解析は on-off 動作で Ⅲ より Ⅱ を通過して Ⅰ になるとしているが必ずしも状態 Ⅱ を通るとはかぎらず Ⅲ より Ⅰ に移行する場合がある。 $I_{B2}$  が  $I_{cs}$  より大なる領域ではエミッタ接合前面での過剰蓄積電荷の掃出作用はコレクタ接合前面でのそれより大となり図 5 に

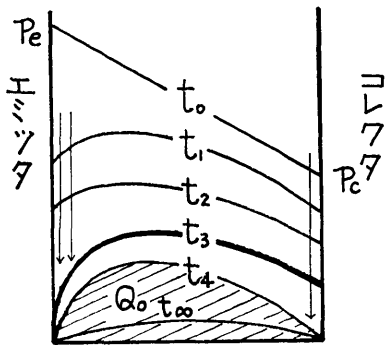


図5  $I_{B2} > I_{cs}$  のときのベース内電荷分布

示したような状態が実現できる。図5で  $t_3$  においてはコレクタはエミッタより低インピーダンスであるので図6に示したように オーバershoot が現われる<sup>9)</sup>。 $t_4$  においてコレクタ接合は飽和を脱しコレクタ電流は

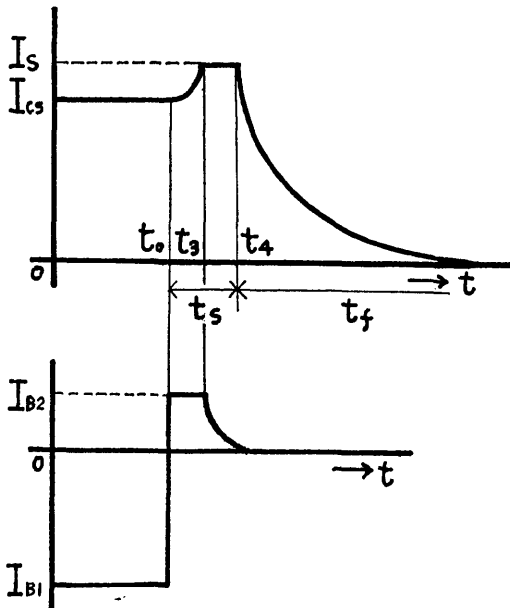


図6 コレクタ電流(上)とベース電流(下)波形

減少し始める。この  $t_4$  では Ⅰ の状態に相当しているが、Ⅱ を通過した場合と全く異って、非常に多くの蓄積電荷がまだベース領域中に存在している。この電荷は Ⅰ の状態に相当した蓄積電荷の量まで掃出される必要があり、コレクタ電流としてはもはや拡散によっては流れ得ず、ドリフト電流と考えられる。コレクタ接合のしゃ断速度は  $t_3 \rightarrow t_4$  まではほとんど一定と考えられる。これはコレクタ飽和電流が  $V_{cb}/R_L$  で決まる一定電流が  $t_4$  まで流れているためである。一方  $I_{B2}$  による電流成分については  $t_3$  までエミッタ外部回路で定まる定電流が流れそれ以後指数関数的に減少する(図6)。また  $I_{B2}$  による担体蓄積電荷の掃出作用はほとんどエミッタ接合前面で行なわれると考えられるから  $t_4$  の状態における蓄積電荷の量  $Q_0$  はベース領域の幾何学的構造に依存して、他の動作点依存性は極めて小さいものとなる<sup>9)</sup>。 $t_4$  以後の蓄積電荷はコレクタ接合が逆バイアスに順次回復するにしたがってコレクタ電流として消滅する。すなわちこの時点においてはすでにエミッタ、ベース電流は存在しておらず、電荷  $Q_0$  はすべてコレクタ電流成分となる。このような状態はエミッタ接合がコレクタ接合のしゃ断速度より速い場合に生ずるのであって、しかも  $I_{B2} > I_{cs}$  が常に満足されている。 $t_4$  以後のコレクタ電流を  $I$  とすれば、ドリフト効果の簡単な関係から次のように表わされる。

$$I = K(Q_0 - \int_0^t I dt) \cdot V \quad \dots\dots\dots(19)$$

$$V = V_{cb} - R_L \cdot I \quad \dots\dots\dots(20)$$

ここで  $K = \frac{A_c \cdot \mu_h}{W_0} \cdot \frac{1}{A_a \cdot l_a}$ ,  $\mu_h$  はホールの移動度,  $A_a$  はコレクタ、エミッタ接合の実効面積,  $l_a$  はコレクタ電極とベース電極の実効長さ。

式(19), (20)より100—10%の立下り時間  $t_{fs}$  は次のように表わされる。

$$t_{fs} = \frac{A + B \cdot R_L}{V_{cb}} \quad \dots\dots\dots(21)$$

ここで  $A = K \cdot l_n 9$   $B = 0.9Q_0$

式(21)で  $K$ ,  $Q_0$  はトランジスタの幾何学的寸法で決定される定数であるので  $A$ ,  $B$  は定数となる。これより  $I_{B2} > I_{cs}$  の範囲では立下り時間は、負荷抵抗  $R_L$  に比例し、コレクタ・ベース間電圧  $V_{cb}$  に逆比例して他の駆動条件には依存しないことがわかる。

### 3 測定結果と検討

#### 3.1 飽和時定数の測定

飽和時定数の測定は図7に示した測定回路を用い Beaufoy & Sparkes<sup>10)</sup> 法によった。測定手順はトラ

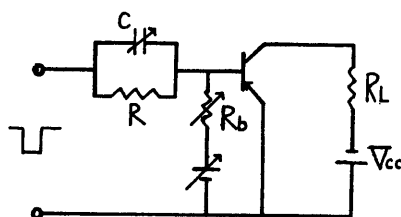
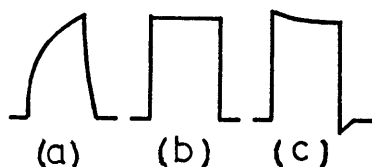
図7  $\tau_s$  測定回路

図8 出力波形

ンジスタが丁度飽和するように  $R_b$  を調整し、入力に負のパルスを加えて出力波形が図8の(b)の出力波形の得られるときのRCの時定数にて  $\tau_s$  を求める。3個の内部定数の異なる pnp 合金接合型トランジスタ  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  を用い、理論式(16)を計算するため、式(11), (12)を決定する定数を表Iに示す。また  $I_{B0}$ ,  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$  を与

表 I

|             | $T_1$ | $T_2$ | $T_3$ |
|-------------|-------|-------|-------|
| $A_c/A_e$   | 1.70  | 1.23  | 1.30  |
| $\eta^{-1}$ | 0.79  | 0.62  | 0.73  |
| $\lambda_1$ | 1.67  | 0.50  | 0.69  |
| $\lambda_2$ | 0.12  | 0.07  | 0.06  |
| $\tau_c$    | 0.12  | 0.32  | 0.48  |

えて式(17)の蓄積時間より逆算した  $\tau_s$  の比較を表IIに示す。ベース電流が飽和定常値以上(ボトミング電流値より十分大きな電流)であれば合金接合型トランジスタは線形近似が十分成立<sup>(11), (12)</sup>, 飽和領域のみを分離して一定の時定数で近似することは実用的な解析法として有効である。 $\tau_s$  の測定には電流値の駆動パラメータを数点変化し,  $I_{B2} \ll I_{Cs}$  なる範囲で10点以上の測定値の平均値を示してあり, 各々の測定値は5%以内にある。

表 II

|                      | $T_1$ | $T_2$ | $T_3$ |
|----------------------|-------|-------|-------|
| B・S法による $\tau_s$     | 2.8   | 10.0  | 13.5* |
| $t_s$ からの逆算 $\tau_s$ | 3.0   | 8.9   | 16.8  |
| 理論値                  | 3.2   | 8.2   | 16.0  |

\*  $T_3$  はパワートランジスタであるので接合面積が大きく ( $T_1$ ,  $T_2$  の約3倍), したがって接合容量を考慮した式  $\tau_s = CR + \beta_s C_c R_L$  を用いることによって理論値とよく一致する。

### 3.2 ターン・オフ時間の測定

飽和領域での各外部回路の電流波形を図9に示す。

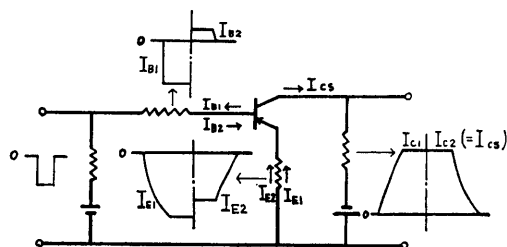


図9 各部の電流波形

蓄積が生ずる前の動作を“1”, 蓄積後の動作を“2”として区別する。蓄積効果の現われる以前の状態ではエミッタより注入された電荷はベース, コレクタ電流成分となる電荷の量と連続であるからエミッタ電流はコレクタ電流とベース電流の和となり

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} \quad \dots\dots\dots (22)$$

が成立する。蓄積が生じた状態では2で述べたようにエミッタ電流とコレクタ電流は連続となるが, 逆駆動電流  $I_{B2}$  が存在するのでエミッタ電流は見かけ上電流連続が成立していないようになる。

$$I_{E2} = I_{C2} - I_{B2} \quad \dots\dots\dots (23)$$

飽和時にはコレクタ電流は一定であるから式(22), (23)より

$$I_{E1} - I_{E2} = I_{B1} + I_{B2} \quad \dots\dots\dots (24)$$

となる。

これは蓄積時間内ではエミッタ電流はトランジスタ作用を行なっているときのベース電流(主として再結合電流と空間電荷中性を補償する電流成分からなる)と蓄積作用が生じたときのベース電流の和だけ減少す

表 III (T<sub>1</sub>)

| $I_{B1}$<br>(mA) | $I_{B2}$<br>(mA) | $I_{E1}$<br>(mA) | $I_{E2}$<br>(mA) | $I_{cs}$<br>(mA) | $I_{B1}+I_{B2}$<br>(mA) | $I_{E1}-I_{E2}$<br>(mA) |
|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|-------------------------|-------------------------|
| 3.2              | 0.1              | 12.5             | 9.1              | 9.2              | 3.3                     | 3.4                     |
| 3.1              | 0.2              | 12.3             | 9.0              | 9.2              | 3.3                     | 3.3                     |
| 3.0              | 0.3              | 12.1             | 8.8              | 9.2              | 3.3                     | 3.3                     |
| 2.9              | 0.4              | 12.0             | 8.6              | 9.2              | 3.3                     | 3.3                     |
| 2.8              | 0.5              | 11.9             | 8.6              | 9.2              | 3.3                     | 3.3                     |
| 2.7              | 0.6              | 11.8             | 8.5              | 9.1              | 3.2                     | 3.3                     |
| 2.6              | 0.7              | 11.7             | 8.4              | 9.1              | 3.3                     | 3.3                     |

表 IV (T<sub>2</sub>)

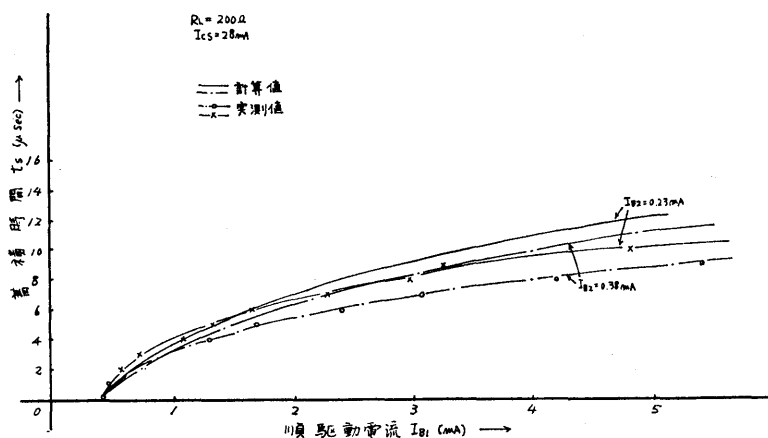
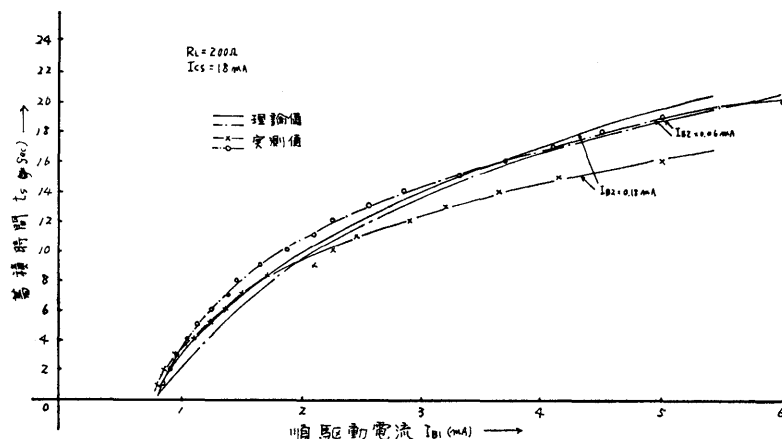
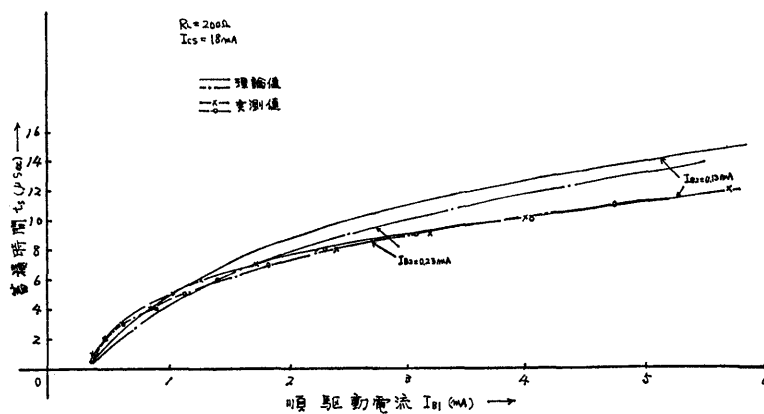
| $I_{B1}$<br>(mA) | $I_{B2}$<br>(mA) | $I_{E1}$<br>(mA) | $I_{E2}$<br>(mA) | $I_{cs}$<br>(mA) | $I_{B1}+I_{B2}$<br>(mA) | $I_{E1}-I_{E2}$<br>(mA) |
|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|-------------------------|-------------------------|
| 4.1              | 0.1              | 13.3             | 9.0              | 9.0              | 4.2                     | 4.3                     |
| 4.0              | 0.2              | 13.2             | 8.9              | 9.0              | 4.2                     | 4.3                     |
| 4.0              | 0.3              | 13.0             | 8.7              | 9.0              | 4.2                     | 4.3                     |
| 3.9              | 0.4              | 13.0             | 8.6              | 9.0              | 4.2                     | 4.4                     |
| 3.8              | 0.5              | 12.9             | 8.6              | 9.0              | 4.2                     | 4.3                     |
| 3.6              | 0.6              | 12.8             | 8.5              | 8.9              | 4.1                     | 4.3                     |

ることを意味しており、2で考察したことが証明される。表III, IVにこれ等の関係を示す。

表III, IVより式(22), (23), (24)の関係が非常によく成り立っていることがわかる。

次に  $I_{B2} < I_{cs}$  なる範囲で負荷抵抗、逆駆動ベース電流、コレクタ飽和電流を一定として式(17), (18)を用いて  $t_s$ ,  $t_f$  の計算値と実測値を図10, 11, 12に示す。

いま  $I_{cs}$  を  $I_{B2}$  に対して種々変化するために  $I_{B2}$  を一定として負荷抵抗  $R_L$  を変化して蓄積時間を測定したのが、図13, 14, 15である。 $R_L$  がほぼ  $V_{cc}/R_L > I_{B2}$  を満足する範囲では式(17)の計算値が実測値と良く一致するが、 $V_{cc}/R_L < I_{B2}$  なる範囲では実測値が非常に大となり、トランジスタ動作が本質的に異なることがわかる。これらの実測値から図16に示したように測定曲線

図10  $I_{B1}-t_d$  特性 (トランジスタ  $T_1$ )図11  $I_{B1}-t_d$  特性 (トランジスタ  $T_2$ )図12  $I_{B1}-t_d$  特性 (トランジスタ  $T_3$ )

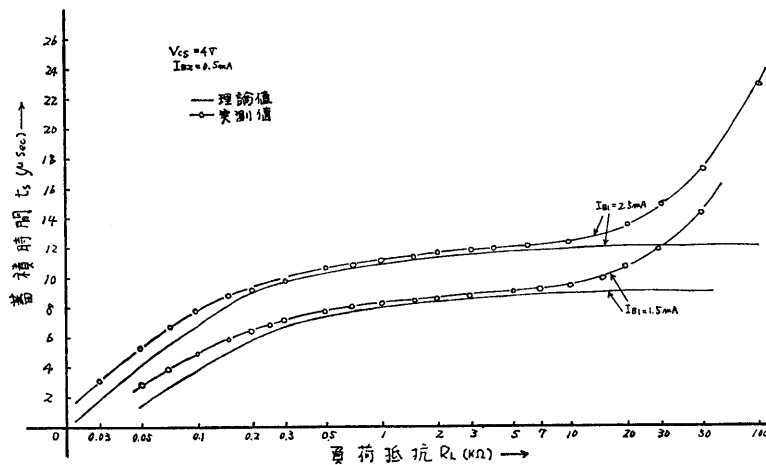


図13 負荷抵抗対蓄積時間特性

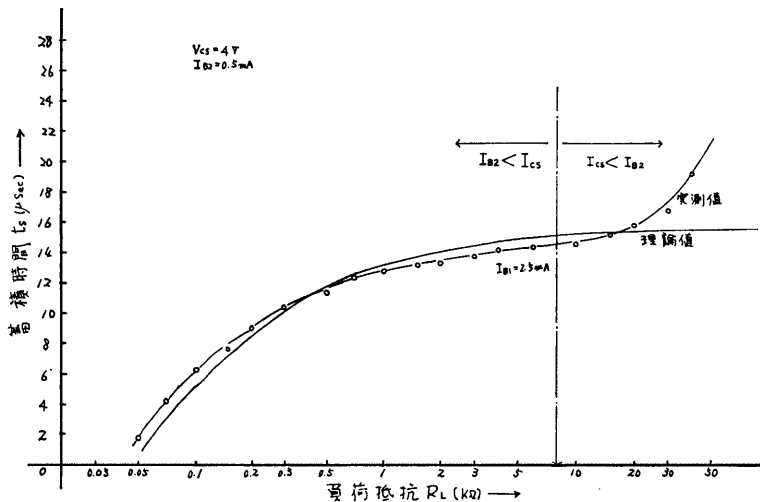


図14 コレクタ飽和電流対蓄積時間特性

の動作の異なる変曲点を求め  $R_L$  と  $I_{B2}$  の関係を図17に示す。図17において

$$I_{CS} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

なる関係をプロットすると

$$I_{B2} = I_{CS}$$

が完全に成立していることがわかる。これより2で述べたトランジスタのターンオフ・スイッチング動作における J・L Moll の理論によって示された式の適応範囲の極限值は  $I_{B2} = I_{CS}$  であり、 $I_{B2} > I_{CS}$  ではその動作は根本的に異なっていることを示している。

このようなことは立下り時間についても言及でき、式(2)の関係によって解釈されるように、図18, 19にお

いて負荷抵抗  $R_L$  が、 $I_{B2} > I_{CS}$  を満足する範囲では  $t_f$  は直線的に増加し ( $V_{CB}$ 一定)、図20では同様な電流範囲で  $t_f$  は  $V_{CB}$  に逆比例の関係が現われており ( $R_L$ 一定)、以上2で述べたことが実験的に証明し得た。

#### 4 結 言

トランジスタのターン・オフ時間について解析を行なったが、まずその重要なパラメータである飽和時定数を実際の動作状態によって決定される素子因子によって表わした。すなわち蓄積される電荷を内部、外部ベース領域に分け、外部ベース領域はトランジスタを逆接続した場合の  $T_I$  にくみ入れて解析し、この電荷



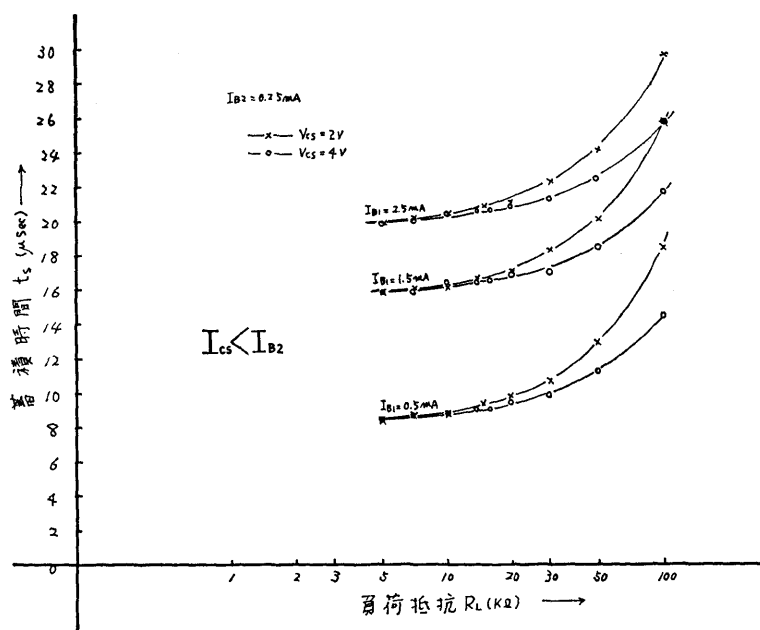
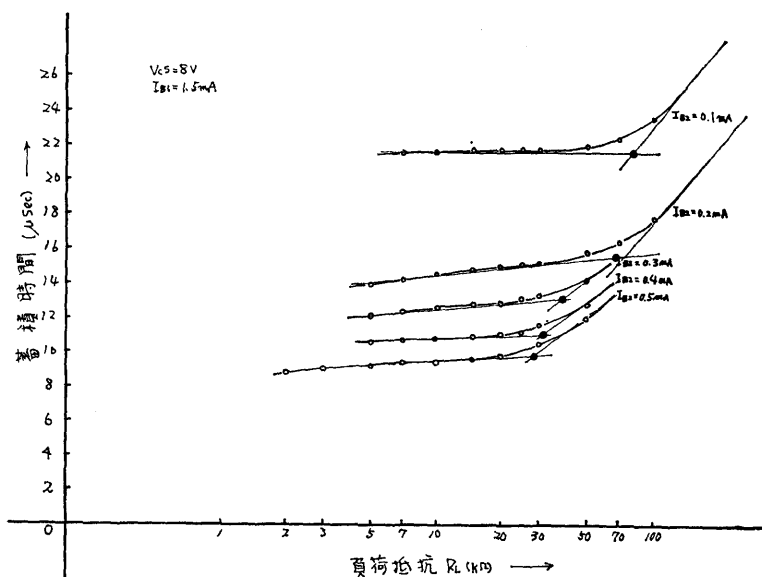
図15  $I_{C2} < I_{B2}$  における負荷抵抗対蓄積時間特性

図16

による電流はエミッタ自由表面での再結合電流となることより、飽和ベース電流に寄与するものとして電荷制御法の概念に立って解析した。

ターン・オフ時間の実測については  $I_{B2} < I_{C2}$  の範囲では従来の J・L Moll の理論がよく一致することを示し、 $I_{B2} > I_{C2}$  ではその動作が根本的に異なることを述べ、これがベース領域内でのエミッタコレクタ接合の

しゃ断速度の違いによって生じ、蓄積時間、立下り時間についてその実験結果を良く説明し得ることを示した。

本研究の一部は電気関係学会に発表したものであり、そのつど質疑討論に加わっていただき、また個人的にも適切な助言をいただいた東北大学工学部真野研究室の方々に、ここに深く感謝する。

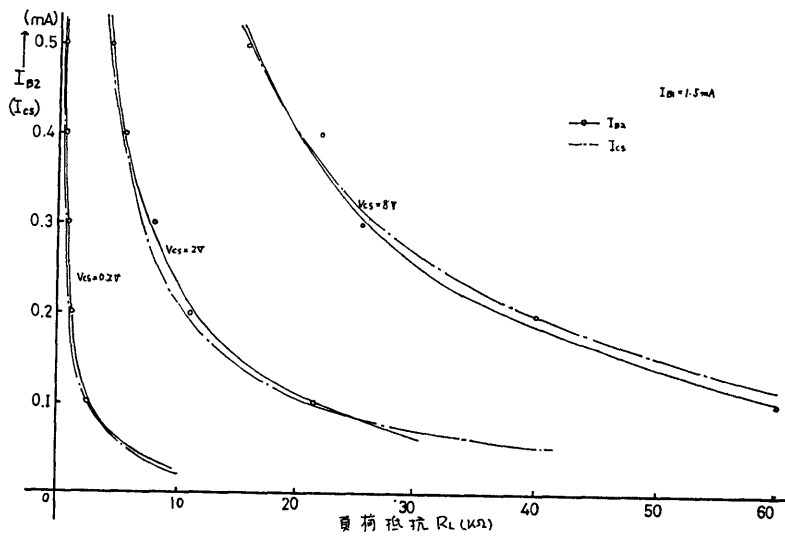


図17 図16の方法で得られた $I_{B2}-R_L$ 特性と $I_{cs}(\div \frac{V_{cs}}{R_L})-R_L$ 特性

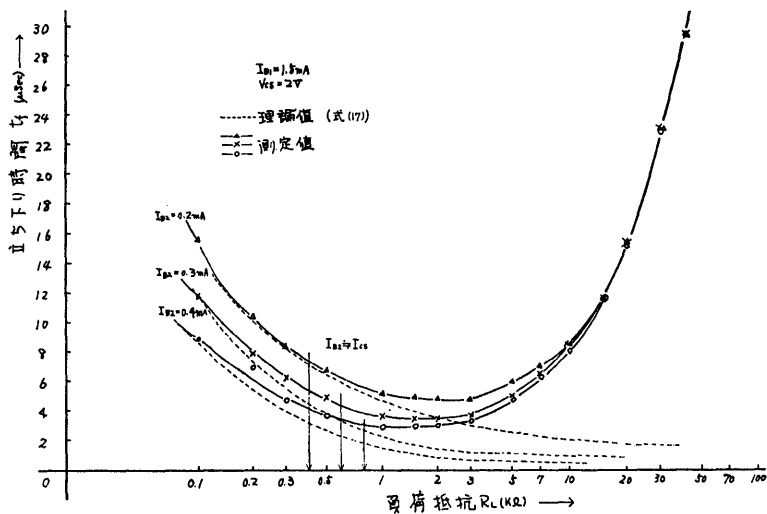


図18  $V_{cs}=2(V)$ における負荷抵抗対立下り時間特性

トランジスタの物理定数について資料を提供していただいた松下電器，日本電気の関係各位に深謝する。

#### 文 献

- 1) J. L. Moll, J. J. EBERS; Proc. I.R.E vol 42, (12, 1954) p1761
- 2) J. L. Moll; PIRE vol 42, (12, 1954) p1770
- 3) 多田; 信学会 トランジスタ研資 (昭37-07)
- 4) 梅田, 白神, 山内; 昭和43年電気四学会北陸支部大会 (昭43-

- 10) No. 74
- 5) 梅田, 白神, 山内; 昭和44年電気四学会全国連合大会 (昭44-3) No. 2186
- 6) 梅田, 白神, 山内; 昭和43年電気四学会全国連合大会 (昭43-3) No. 1822
- 7) Le. Can, KHart and C. De Ruyter; "The junction transistor as a switching device" CLEAVER-HUME PRESE LTD London (1952)
- 8) R. Beavfoy, J. J Sparkes; ATEJ. vol 13, 4 p 310 (11, 1957)
- 9) 梅田, 白神, 山内; 福井大工報 16 11 (1968)
- 10) R. Beavfoy, J. J Sparkes; proc I.R.E vol 48. 10

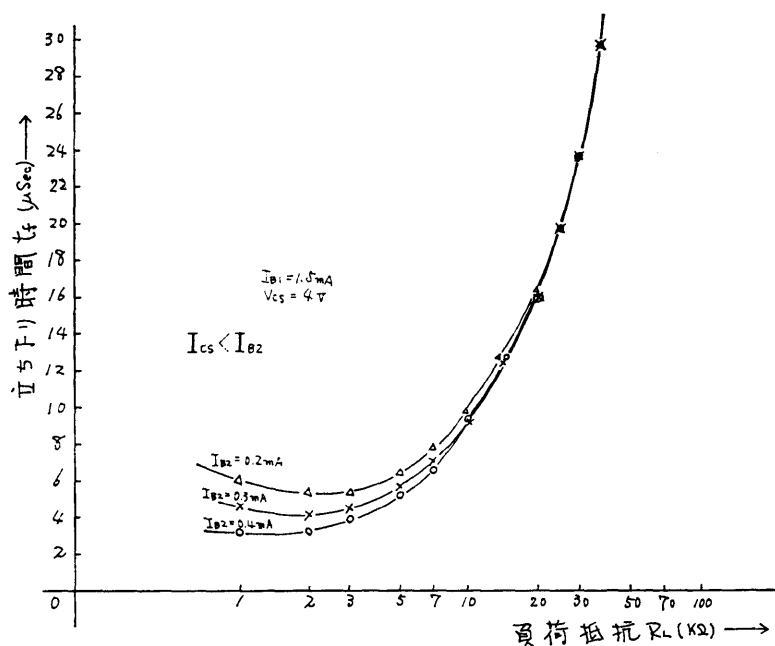


図19  $V_{C1}=4(\text{V})$ における負荷抵抗対立下り時間特性

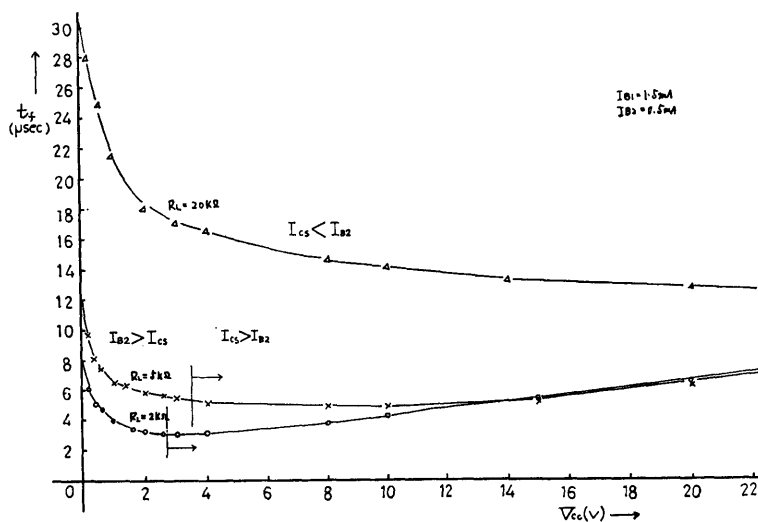


図20 コレクタバイアス電圧対立下り時間特性

p1696, (11, 1960)

12) 多田; 信学会, トランジスタ研究 1967年 2. 20

11) 宮田; 信学誌 vol 51-C No. 4 p130 (4, 1968)

(昭和44年 4 月15日受理)